

明細書

ミリ波帯無線通信方法及びシステム

技術分野

本発明は、送信機より送信されるRF帯変調信号とこれとコヒーレントな位相雑音特性をもった局部発振信号を、受信機では併せて受信し、該両成分の乗積成分を生成することでIF帯送信源信号を復元するミリ波帯無線通信方法及びシステムに関する。

背景技術

高速なデジタル信号あるいは広帯域なアナログ信号等を伝送する無線装置においては、中間周波数帯信号(IF)と、局部発振信号(L0)を乗積し、アップコンバートすることにより無線変調信号(RF)を生成・送信する機能を有する送信機と、RFを受信し、L0を乗積し、ダウンコンバートすることによりIFを生成する機能を有する受信機からなる構成をとることが一般的である。この場合伝送された信号の品質を保持するためには、送信機に入力されるIFと、受信機で生成されるIFとが、所定の周波数差の関係であり、位相差の時間変動が小さいことが要求される。このため、送受信機内でL0を発生させる局部発振器として、周波数安定性に優れ、位相雑音が低いものが必要とされる。特に周波数が高いマイクロ波・ミリ波の領域では、誘電体共振器またはPLL(Phase Lock Loop)回路により安定化、低雑音化される。

しかしながら使用周波数が高くなるにつれて(例えば30GHz以上のミリ波帯)、安定度の高い低雑音の発振器の実現が困難になるとともに製造コストが上昇する。例えば、誘電体共振器においてはQ値(Quality Factor)が低くなり性能が発揮できない、PLL回路では特に分周器の構成が困難になる、などの問題が生じる。低い周波数の発振器からの信号を周波数逡倍してL0を得る方法もあるが、一般に信号強度を上げるための増幅器が必要となり、高価になること、サイズが大きくなること、消費電力が大きくなることなどの問題が生じる。

これらの問題を解決するために、第9図に示した特開2001-53640号公報記載の無線通信装置（自己ヘテロダイン方式）が提案されている。この例によれば、送信機81に入力されたデータのIF変調信号が、ミキサ83で局部発振器85の局部発振信号(L0)と乗積され、帯域濾波器86によって不要波成分を除去することで無線変調信号(RF)が生成される。このRFはL0の一部が電力合成器87で加算される。加算された無線信号は、増幅器88で信号レベルを大きくした後、アンテナTxより送信される。一方受信機82では、アンテナRxで受信された無線信号は増幅器91で信号レベルを大きくした後、受信機内のフィルタ92で濾波され、二乗器93でIFへと復調される。この方法では、RF信号の生成に用いたと同じL0を、無線信号として伝送している。したがって、L0源となる局部発振器85の位相雑音の影響が復調時にはキャンセルされる、復調されたIFは送信機に入力された元のIFの周波数へ復調されるという利点がある。

また、特開2002-246921号公報は、送信IF変調信号に、これを受信側で復調する際に適切となるIF周波数相当の周波数間隔だけ、周波数を離れた位置に無変調キャリアを混合し、これらをまとめてミリ波帯局部発振信号でミリ波帯へアップコンバートして送信する送信回路を開示する。

発明の開示

しかしながら実際の無線システムを設計・構築する場合、いくつかの課題がある。例えばミリ波帯のように高い周波数においては、信号の伝播損失が大きいため、また前述した、自己ヘテロダイン方式では従来のアップコンバーター方式と比較して更に感度劣化を招くことにより、少なくとも受信用のアンテナとしては比較的利得の高いものを用いる必要がある。例えばミリ波帯のように高い周波数において高利得アンテナを実現する場合、複数のアンテナ素子をアレイ化配置し各アンテナ素子で得られる信号を同相合成することで実現できる（これをアレイアンテナと呼ぶ）が、アレイアンテナにおける各アンテナ素子からの信号を同相で合成するためには、ミリ波帯ではその波長の長さからミリメートルより十分に短い加工精度を必要とするため、アンテナを高コストなものにしている、もしくは期待どおりの高利得性能を得ることが非常に難しい。

またアレイアンテナ化によって高利得化を実現する場合、通常最大輻射方向では高利得化を得ることが出来るが、その輻射角度に対する相対利得特性（指向特性）はある方向のみに高い利得を持った、非常に狭いペンシルビームになり、アンテナ利得を生じないナル点を含むサイドローブを伴ったアンテナ特性となる。

そこで、本発明は、係る問題を解決して、低コストな無線通信システムを構築して、高品質な信号の伝送を可能にするだけでなく、高利得かつ使い勝手のよい広ビームのアンテナ製作を可能にすることを目的としている。

本発明では受信機は送信機より送信されるRF帯変調信号とこれとコヒーレントな位相雑音特性をもった無変調キャリアを併せて受信し、該両成分の乗積成分を生成することでIF帯送信源信号を復元するが、1素子パッチアンテナなどの広ビーム特性を持った小型平面アンテナ、およびMMIC技術によって微小平面回路上に生成されたアンプ、およびミキサ回路を併せて1つの単位受信回路とし、これを受信機上にIF帯の波長と比較して十分に短く複数配置した上で、各単位受信回路の検波出力を電力合成することで、検波機能を併せ持つ高利得アンテナとして機能し、なおかつ1素子アンテナと同程度の広ビーム輻射特性を実現できることを特徴とする。

本発明のミリ波帯無線通信方法及びシステムは、小型受信アンテナと平面受信回路を併せた受信回路を1構成要素とし、該1構成要素となる受信回路をIF帯の波長と比較して十分に短く複数配置し、個々の受信回路で検波された検波出力を合成してIF帯合成出力を出力し、該IF帯合成出力を入力して復調する。そして、IF帯合成出力に合成する前に、個々の受信回路で検波された検波出力に位相調整と振幅重み付けを行う。

また、本発明は、個々の受信回路を3個以上備えて、それらの間の間隔を相互に不規則な間隔にして配列する。また、個々の受信回路を縦方向および横方向の2次元状或いは3次元状に配列する。さらに、送信機で用いるアンテナを円偏波用とし、かつ、受信機で用いるアンテナのおよそ半数を水平偏波用、のこりを垂直偏波用とすることができる。

図面の簡単な説明

第1図(A)(B)は、本発明を具体化する無線通信システムの送受信回路の基本構成を例示する図である。

第2図は、送信機構成を例示する図である。

第3図(A)(B)は、平面プリントアンテナとMMIC技術によって微小平面回路を構成した受信機構成を例示する図である。

第4図は、第1図に示す基本構成を具体化する受信回路(実施例1)を示す図である。

第5図は、第1図に示す基本構成を具体化する受信回路(実施例2)を示す図である。

第6図(A)(B)は、第1図に示す基本構成を具体化する受信回路(実施例3)を示す図である。

第7図は、各単位受信回路2素子を用いた場合を例として、システムの間隔調整を説明する図である。

第8図は、各単位受信回路2素子を用いた場合を例として、システムの間隔調整を説明する別の図である。

第9図は、従来技術の無線通信装置(自己ヘテロダイン方式)を説明する図である。

発明を実施するための最良の形態

第1図は、本発明を具体化する無線通信システムの送受信回路の基本構成を例示する図であり、(A)は送信側を、(B)は受信側を示している。送信側は、自己ヘテロダイン型もしくはパイロット挿入型ミリ波送信回路によって構成し、ミリ波帯変調信号と、これと位相雑音成分や周波数オフセット成分が同期した無変調信号を併せて送信する。受信側で、複数の小型受信アンテナで受信した信号は、アンプで増幅した後、帯域濾波器BPFによって不要波成分を除去し、再度増幅した後、2乗回路として機能するミキサ回路によって検波される。そして複数の合成回路を用いて多段に合成され、最終的には1つのIF帯合成出力として電力合成されて、IF帯復調回路へ受け渡される。

第2図は、送信機構成を例示する図である。ミリ波送信機1は局部発振器2よ

り得た局部発振信号が入力されているミキサ3に、I F信号発生部4より出力されるI F帯変調信号を入力し、帯域濾波器5によって不要波成分を除去することで、無線周波数(R F)帯変調信号を得るが、これに周波数変換で使用した局部発振信号の電力の一部が足し合わされた後、アンプ6によって信号が増幅されて送信アンテナ7より送信される。これによって、第2図の送信信号スペクトラムに示したような、R F帯変調信号にこれとコヒーレントな位相雑音特性を持った局部発振信号が併さった信号が送信機より送信される。

第3図は、平面プリントアンテナとMMIC技術によって微小平面回路を構成した受信機構成を例示する図である。(A)に、受信機全体構成を例示し、(B)に受信アンテナ&検波部構成の詳細を例示している。送信機より送信された信号は、受信アンテナ&検波部9で受信して検波し、その出力がI F信号復調部10に入力されて受信データが復調される。

受信アンテナ&検波部9には複数の基本単位受信回路11が配置されており、これら各単位受信回路(アンテナ)11は、I F帯の波長と比較して十分に短く配列される。さらに基本単位受信回路11はパッチアンテナなどの平面プリントアンテナ12とMMIC技術によって微小平面回路に生成されるアンプ回路13および2乗器として機能するミキサ回路14から構成されている。そして各基本単位受信回路の出力が電力合成されて、I F信号復調部へ受け渡される。

各単位受信回路11は、アンテナを含めMMIC技術を使用して小型化が可能であり、発振器を内蔵する必要がないため基本的に低コストであることに加えて、各単位受信回路の出力で得られるI F信号は位相、周波数において同期がとれているため、これを合成することで容易に合成ダイバーシチが実現できる。また、この合成回路は、I F帯での合成回路となるため、ミリ波の波長オーダーでの精度を必要としない。

合成ダイバーシチ効果により全体として高感度な受信回路として動作する。これは、I F帯の波長と比較して十分に短く各単位受信回路(アンテナ)を配列したことにより、一般的な受信アレイアンテナシステムとは異なり、受信ビームパターンに影響を与えることなく達成できる。また、空間ダイバーシチ効果により、ミリ波伝搬特有のシグナルフェージング(受信位置によって受信信号が大きく減

衰するなど)の対策をとることができる。

以下、上述の各単位受信回路の配列について、さらに詳細に説明する。例えばミリ波帯(周波数 f_{rf})の通信システムで受信する信号はミリメートルオーダーの波長(λ_{rf})を持っている。従って、複数のアンテナを受信機に配置してこれを受信し、それぞれの出力を合成することを考えた場合、この非常に短い波長よりも十分に狭い間隔でアンテナを配置しない限り、到来波に対して受信機がわずかに角度がついた状態で受信しただけで、各受信アンテナへの到達時間にわずかな時間差 $\Delta \tau$ が生じ、これが合成前 $2\pi f_{rf} \Delta \tau$ という大きな位相差となって現れる。このように、合成前の信号に位相差が生じることによって、合成後には十分な合成振幅(合成電力)が得られず、結果的に得られる利得特性は劣化する。また極端な場合として、合成前の位相差が互いに完全に打ち消しあう条件(到来方向)に対してはまったく受信利得を示さないという結果となる。

しかしながら、例えば60GHz帯(波長5mm)のシステムにおいて、受信アンテナを5mmより十分に狭く配置することは実装上、極めて困難である。このような問題に対して、本発明におけるシステムでは、コヒーレントな関係にある無線変調信号(周波数 f_{rf})と無変調キャリア(周波数 f_l)を併せて伝送し、これを2乗検波して差周波数成分であるIF帯の信号(周波数 f_{if})を得た後、これらを合成する。従って、異なるアンテナ間で発生する、受信到達時間の差 $\Delta \tau$ は伝送される無線変調信号と無変調キャリアの両方に等しく発生しており、これによって本来生じる受信回路間でのミリ波帯信号に対する位相差は検波後には相殺されている。従って、検波後に現れるのは、IF帯の波長に相当する位相差 $2\pi(f_{rf}-f_l)\Delta \tau = 2\pi f_{if}\Delta \tau$ のみが合成前に現れている。例えば60GHz帯(波長5mm)のシステムで600MHz(50cm)のIF帯を用いれば、受信アンテナ間隔はIF帯の波長50cmよりも十分に近接して(例えば、 $\lambda_{if}/20$ 以下の間隔で)設置することは容易である。このとき、ある程度、到来波に対して角度のついた状態で受信機が信号を受信したとしても、異なる受信回路出力間で発生する位相差 $2\pi f_{if}\Delta \tau$ が殆ど0とみなせるため、良好な受信利得特性を得ることが可能になる。

(実施例1)

第4図は、第1図に示す基本構成を具体化する受信回路（実施例1）を示す図である。実施例1は、I F出力を合成するに際して、各I F出力に位相調整と振幅重み付けを行った後合成することで、受信ビームパターンを制御することが可能となる。図示の例では、各I F出力は、可変位相器及び可変減衰器を経て、合成器によって電力合成される。可変位相器 β では、位相制御信号に基づき位相調整され、また、可変減衰器（可変ATT）では、振幅制御信号に基づき振幅重み付けをされる。なお、このようなアナログ的に制御する構成以外に、I F出力を一度AD変換して、これをデジタル処理で行うデジタルビームフォーミングを行うことによって可能である。

例示のように構成したことにより、ある受信到来方向の信号のみを受信したり、もしくは逆にある受信到来方向の干渉波信号のみを取り除く受信ビーム波形が可能なアレーアンテナ及びアダプティブアレーアンテナをミリ波帯で容易に実現することが可能となる。

通常、ミリ波帯でアレーアンテナ若しくはアダプティブアレーアンテナを実現するには、波長が短いため位相制御には極微細な精度が必要とされるが、例示の構成によって、I F帯の波長精度でこれを実現できる。即ち、マイクロ波帯で実現されているアダプティブアレーアンテナ技術を利用して実現できるため、低コスト化が容易となる。

（実施例2）

第5図は、第1図に示す基本構成を具体化する受信回路（実施例2）を示す図である。図示の例は、3個以上の複数の単位受信回路（受信アンテナ）を等しい間隔で配列するのではなく、不規則に、例えば素数間隔や対数分布間隔などで配列する。2個若しくは2個以上の受信回路を配列した場合でも、その間隔が規則正しい場合、必ずある特定の条件（ミリ波送受信機間の距離や高さ）で、シグナルフージングが生じてしまう。従って、3個以上を用いて、その間隔を不規則にすれば殆どのケースでシグナルフージングを防ぐことができる。

（実施例3）

第6図は、第1図に示す基本構成を具体化する受信回路（実施例3）を示す図である。（A）に示した受信機構成は、回路配列平面においてある方向のみに複

数単位回路を配列するのではなく、これと 90° 異なる方向（横方向と縦方向）へ、即ち 2 次元方向へも配列し、それぞれの出力を合成する。或いは、（B）に示すように、球面上や立方体などの表面に配列することで、3 次元状に配列することもできる。

通常、マルチパスは、垂直や水平方向のみのどちらかだけでなく、その両方について発生する。従って、図示のように配列しておくことで、あらゆる方向に対して発生するマルチパスフェージングを回避できる。

（実施例 4）

受信機構成は、第 6 図に示した実施例 3 と同様に、2 次元状或いは 3 次元状に配列し、それぞれの出力を合成する。一方、送信回路で用いるアンテナを円偏波にすることで、あらゆる送受信機の向きにおいても受信ダイバーシチ効果が有効となる。

また、受信回路で用いるアンテナのおよそ半数を水平偏波、のこりを垂直偏波にすることで、偏波ダイバーシチ効果も併せて得ることができる。

（実施例 5）

第 7 図は、各単位受信回路 2 素子を用いた場合を例として、システムの間隔調整を説明する図である。各単位受信回路がねじ止めなどによってレールなどに固定されており、必要に応じて、その間隔を連続的もしくは段階的に手動調整で変更できるようになっている。これによって想定する通信環境に適したアンテナ間隔で無線端末を設置使用することが可能となる。

一方、第 8 図も同じく各単位受信回路 2 素子を用いた場合を例として、システムの間隔調整を説明する図である。図示の例において、第 7 図の構成に加えて、各単位受信回路をそれぞれ取り付けた各基板の内、基準となる 1 つの基板を除いて、残りの基板はモータ等の移動機構を介してレールに取り付けられており、このモータは、電力検出およびモータ制御部により制御されるよう構成されている。さらに、電力検出およびモータ制御部は、合成回路の合成後の信号出力電力を検出して、該検出信号に基づきモータを制御する。この制御によって、調整機構のリセット時、もしくは常時、合成回路による合成後の信号出力電力が単位受信回路の可動範囲の間で最大値となるように、各基板の間隔を自動調整する。これに

よって、手動調整を必要とせず、また少ない単位受信回路数でも、あらゆる条件下で、効果的にダイバーシチ受信効果を得ることが可能となる。

産業上の利用可能性

本発明によれば、自己ヘテロダイン方式による無線通信であるため、送信機では周波数が不安定で位相雑音の大きい低コストな局部発振器の利用が可能であり、なおかつ受信機では局部発振器そのものを必要としないため、非常に低コストな無線通信システムを構築できるうえに、前述の周波数の不安定さも検波時にキャンセルされるため、高品質な信号の伝送が可能である。（自己ヘテロダイン方式の効果）

また本発明によれば、アレイの各アンテナ素子で得た信号の同相合成を無線周波数より十分低い I F 帯で行えるため、同相合成のための配線および加工精度をそれほど必要とせず、容易に実現可能である。

さらに本発明によれば、基本単位受信回路を非常に近接して配置できることと、アレイの各アンテナ素子間の R F 帯での受信信号の位相差が各受信回路の検波出力点ではほぼ無視できる程度になる構成とすることが可能なため、1 素子アンテナの角度対相対利得特性に近い、非常に広ビームで、なおかつ高利得の受信アンテナを実現できる。

請求の範囲

1. 送信機より送信されるRF帯変調信号とこれとコヒーレントな位相雑音特性をもった無変調キャリアを、受信機では併せて受信し、該両成分の乗積成分を生成することでI F帯送信源信号を復元するミリ波帯無線通信方法において、

小型受信アンテナと平面受信回路を併せた受信回路を1構成要素とし、該1構成要素となる受信回路をI F帯の波長と比較して短く複数配置し、個々の受信回路で検波された検波出力を合成してI F帯合成出力を出力し、このI F帯合成出力を復調し、かつ

前記I F帯合成出力に合成する前に、前記個々の受信回路で検波された検波出力に位相調整と振幅重み付けを行うことから成るミリ波帯無線通信方法。

2. 送信機より送信されるRF帯変調信号とこれとコヒーレントな位相雑音特性をもった無変調キャリアを、受信機では併せて受信し、該両成分の乗積成分を生成することでI F帯送信源信号を復元するミリ波帯無線通信方法において、

小型受信アンテナと平面受信回路を併せた受信回路を1構成要素とし、該1構成要素となる受信回路をI F帯の波長と比較して短く複数配置し、個々の受信回路で検波された検波出力を合成してI F帯合成出力を出力し、このI F帯合成出力を復調し、かつ

前記個々の受信回路を3個以上備えて、それらの間の間隔を相互に不規則な間隔にして配列したことから成るミリ波帯無線通信方法。

3. 送信機より送信されるRF帯変調信号とこれとコヒーレントな位相雑音特性をもった無変調キャリアを、受信機では併せて受信し、該両成分の乗積成分を生成することでI F帯送信源信号を復元するミリ波帯無線通信方法において、

小型受信アンテナと平面受信回路を併せた受信回路を1構成要素とし、該1構成要素となる受信回路をI F帯の波長と比較して短く複数配置し、個々の受信回路で検波された検波出力を合成してI F帯合成出力を出力し、このI F帯合成出力を復調し、かつ

前記個々の受信回路をそれぞれ有する基板を2個以上備えて、それらの基板間の間隔を手動で又は前記I F帯合成出力電力に応じて自動的に可変にすることから成るミリ波帯無線通信方法。

4. 送信機より送信されるRF帯変調信号とこれとコヒーレントな位相雑音特性をもった無変調キャリアを、受信機では併せて受信し、該両成分の乗積成分を生成することでI F帯送信源信号を復元するミリ波帯無線通信方法において、

小型受信アンテナと平面受信回路を併せた受信回路を1構成要素とし、該1構成要素となる受信回路をI F帯の波長と比較して短く複数配置し、個々の受信回路で検波された検波出力を合成してI F帯合成出力を出力し、このI F帯合成出力を復調し、かつ

前記個々の受信回路を縦方向および横方向の2次元状或いは3次元状に配列したことから成るミリ波帯無線通信方法。

5. 前記送信機で用いるアンテナを円偏波用とし、かつ、前記受信機で用いるアンテナのおよそ半数を水平偏波用、のこりを垂直偏波用とした請求の範囲第4項に記載のミリ波帯無線通信方法。

6. 送信機より送信されるRF帯変調信号とこれとコヒーレントな位相雑音特性をもった無変調キャリアを、受信機では併せて受信し、該両成分の乗積成分を生成することでI F帯送信源信号を復元するミリ波帯無線通信システムにおいて、

小型受信アンテナと平面受信回路を併せた受信回路を1構成要素とし、該1構成要素となる受信回路をI F帯の波長と比較して短く複数配置し、個々の受信回路で検波された検波出力を合成してI F帯合成出力を出力する検波出力合成部と、

該検波出力合成部よりのI F帯合成出力を入力して復調するI F信号復調部と、

前記検波出力合成部で合成する前に、前記個々の受信回路で検波された検波出力にそれぞれ位相調整を行う可変位相器及び振幅重み付けを行う可変減衰器と、から成るミリ波帯無線通信システム。

7. 送信機より送信されるRF帯変調信号とこれとコヒーレントな位相雑音特性をもった無変調キャリアを、受信機では併せて受信し、該両成分の乗積成分を生成することでI F帯送信源信号を復元するミリ波帯無線通信システムにおいて、

小型受信アンテナと平面受信回路を併せた受信回路を1構成要素とし、該1構成要素となる受信回路をI F帯の波長と比較して短く複数配置し、個々の受信回路で検波された検波出力を合成してI F帯合成出力を出力する検波出力合成部と、

該検波出力合成部よりの I F 帯合成出力を入力して復調する I F 信号復調部と、を備え、

前記個々の受信回路を 3 個以上備えて、それらの間の間隔を相互に不規則な間隔にして配列したことから成るミリ波帯無線通信システム。

8. 送信機より送信される RF 帯変調信号とこれとコヒーレントな位相雑音特性をもった無変調キャリアを、受信機では併せて受信し、該両成分の乗積成分を生成することで I F 帯送信源信号を復元するミリ波帯無線通信システムにおいて、

小型受信アンテナと平面受信回路を併せた受信回路を 1 構成要素とし、該 1 構成要素となる受信回路を I F 帯の波長と比較して短く複数配置し、個々の受信回路で検波された検波出力を合成して I F 帯合成出力を出力する検波出力合成部と、

該検波出力合成部よりの I F 帯合成出力を入力して復調する I F 信号復調部と、を備え、

前記個々の受信回路をそれぞれ有する基板を 2 個以上備えて、それらの基板間の間隔を手動で又は前記 I F 帯合成出力電力に応じて自動的に可変にすることから成るミリ波帯無線通信システム。

9. 送信機より送信される RF 帯変調信号とこれとコヒーレントな位相雑音特性をもった無変調キャリアを、受信機では併せて受信し、該両成分の乗積成分を生成することで I F 帯送信源信号を復元するミリ波帯無線通信システムにおいて、

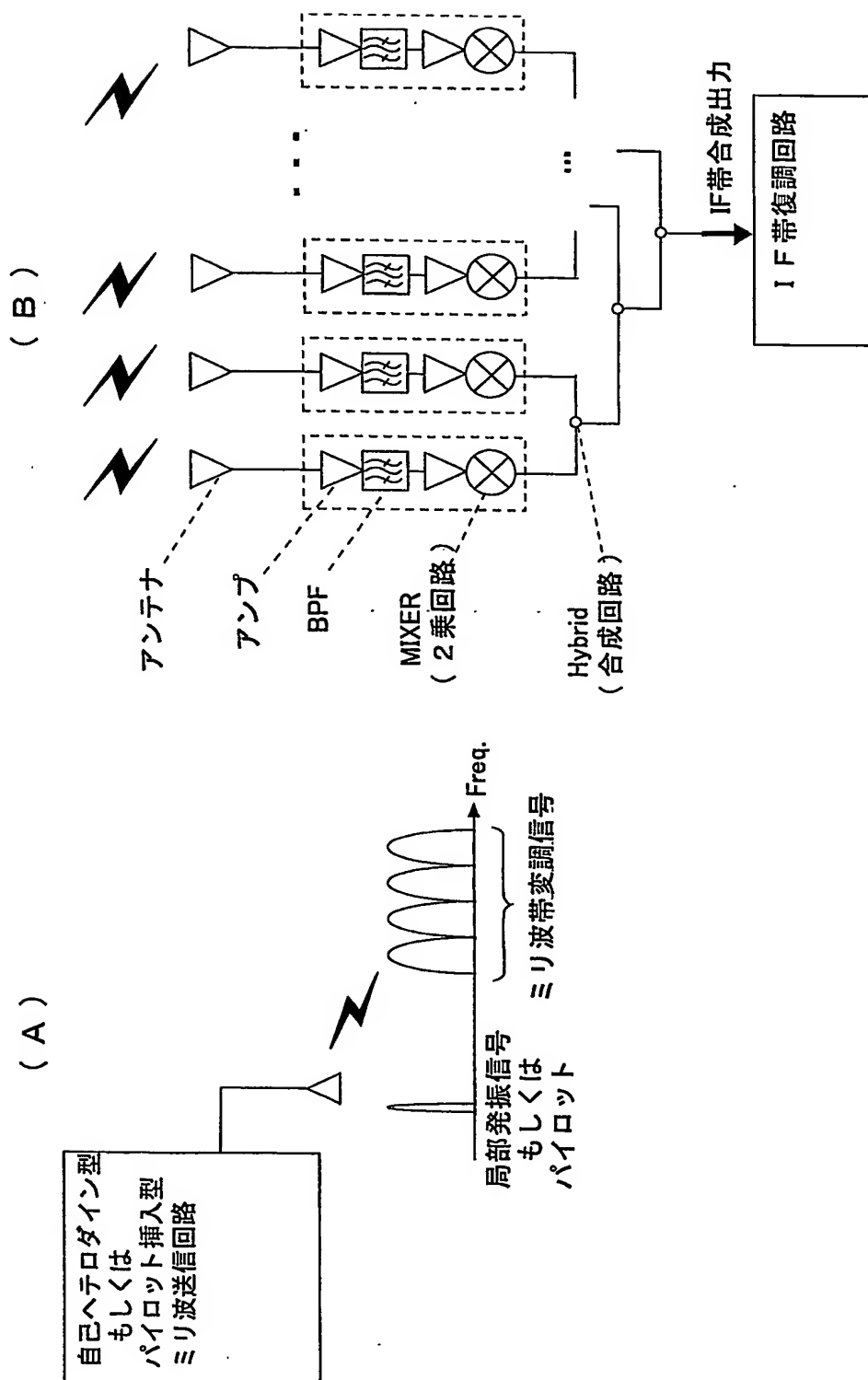
小型受信アンテナと平面受信回路を併せた受信回路を 1 構成要素とし、該 1 構成要素となる受信回路を I F 帯の波長と比較して短く複数配置し、個々の受信回路で検波された検波出力を合成して I F 帯合成出力を出力する検波出力合成部と、

該検波出力合成部よりの I F 帯合成出力を入力して復調する I F 信号復調部と、を備え、

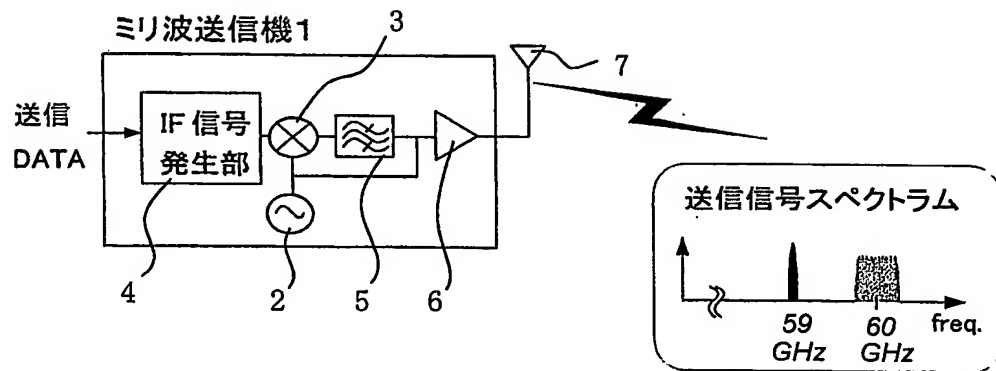
前記個々の受信回路を縦方向および横方向の 2 次元状或いは 3 次元状に配列したことから成るミリ波帯無線通信システム。

10. 前記送信機で用いるアンテナを円偏波用とし、かつ、前記受信機の実受信回路の半分もしくは一部のアンテナ偏波を他の残りの偏波と直交する偏波用とした請求の範囲第 9 項に記載のミリ波帯無線通信システム。

第1図

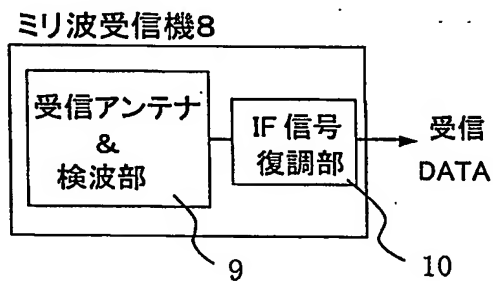


第2図



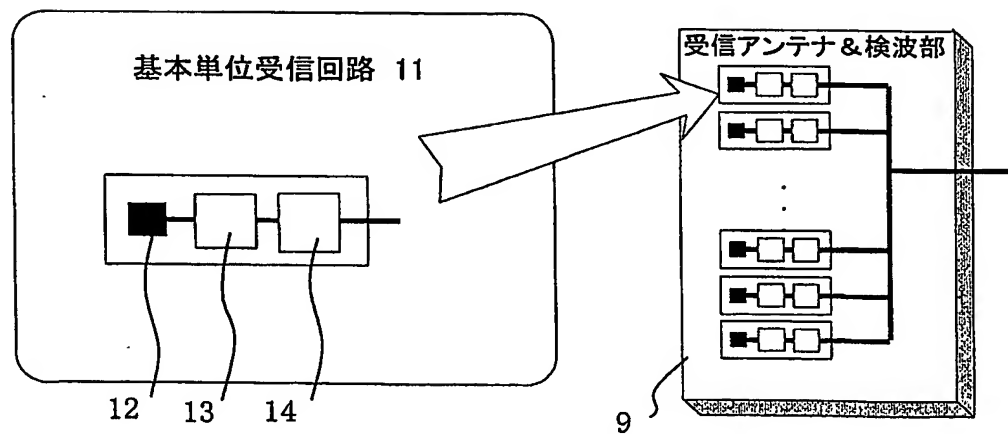
第3図

(A)

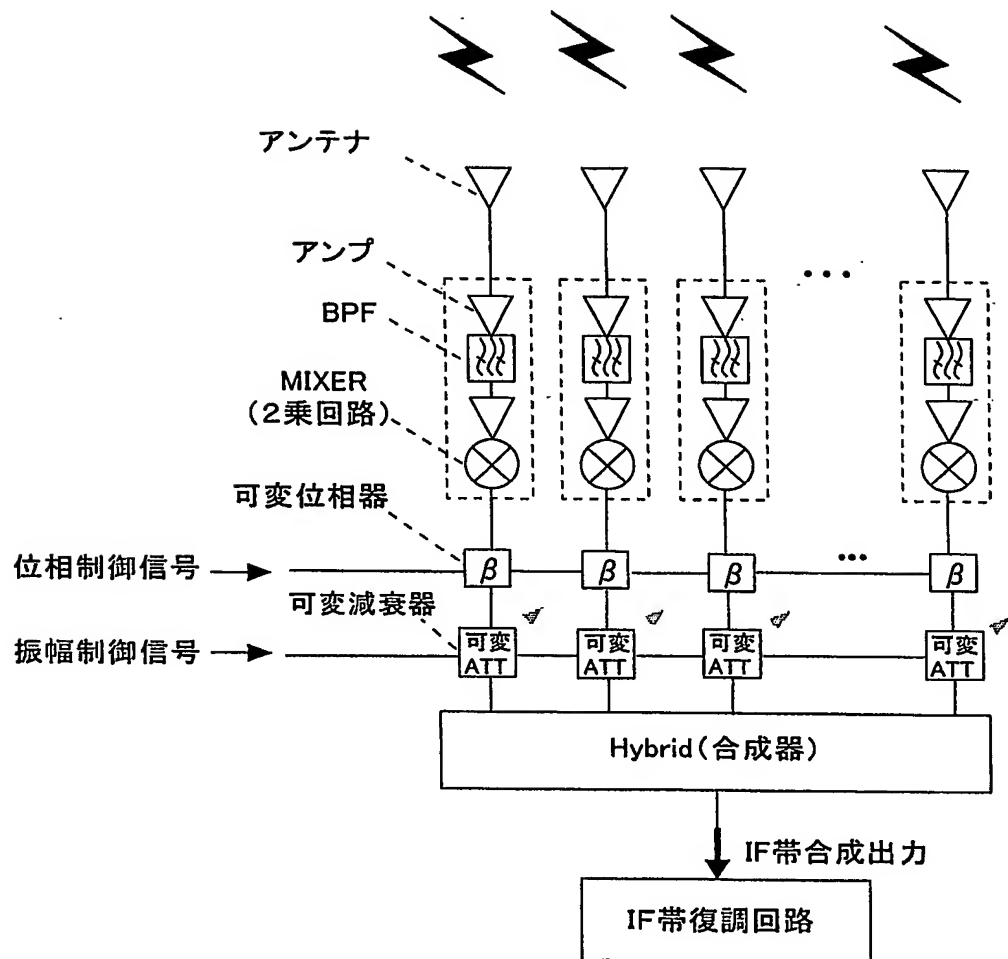


(B)

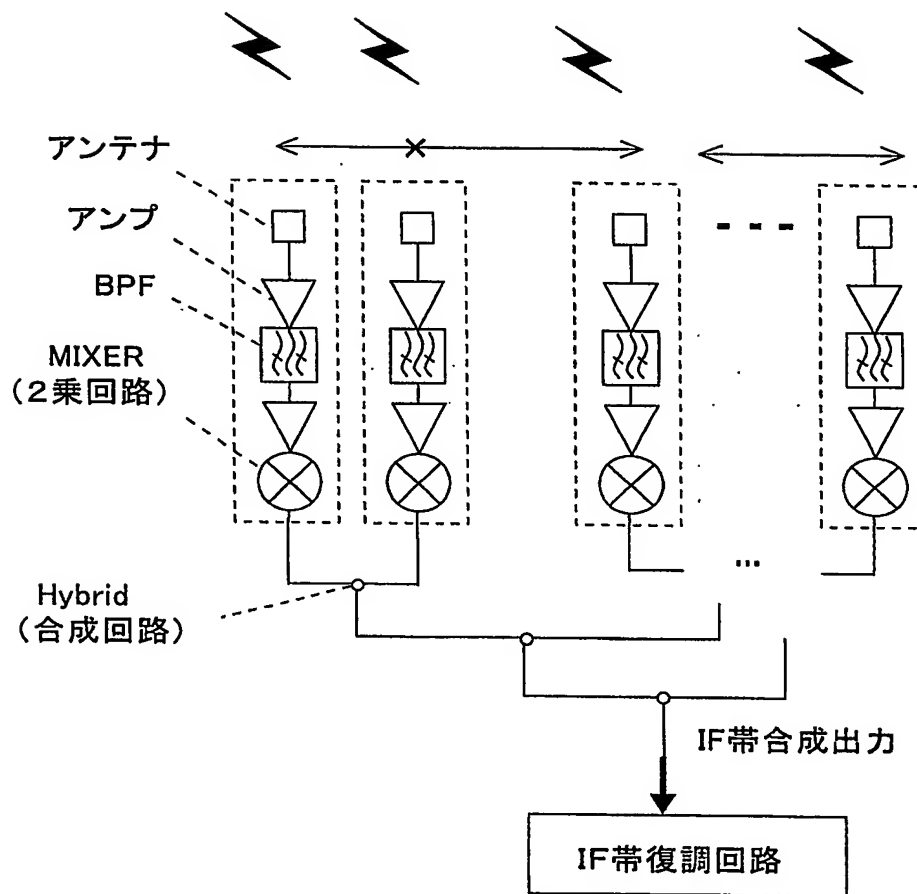
受信アンテナ & 検波部の詳細



第 4 図

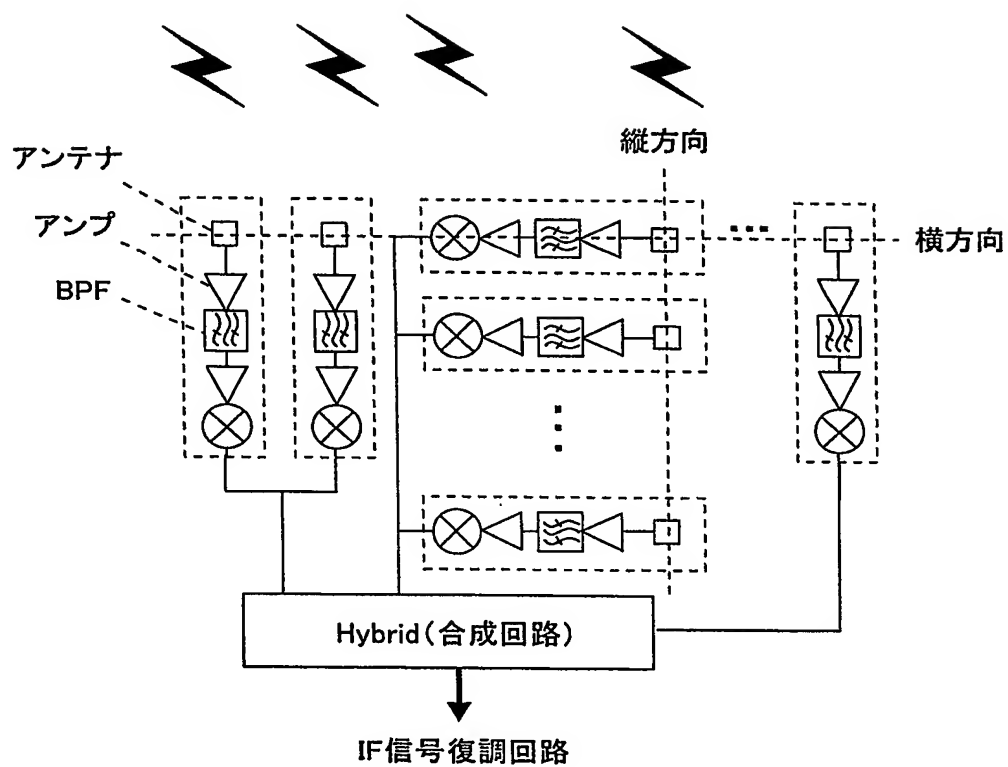


第 5 図



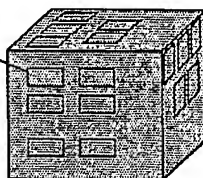
第 6 図

(A) 2次元状に配列した例

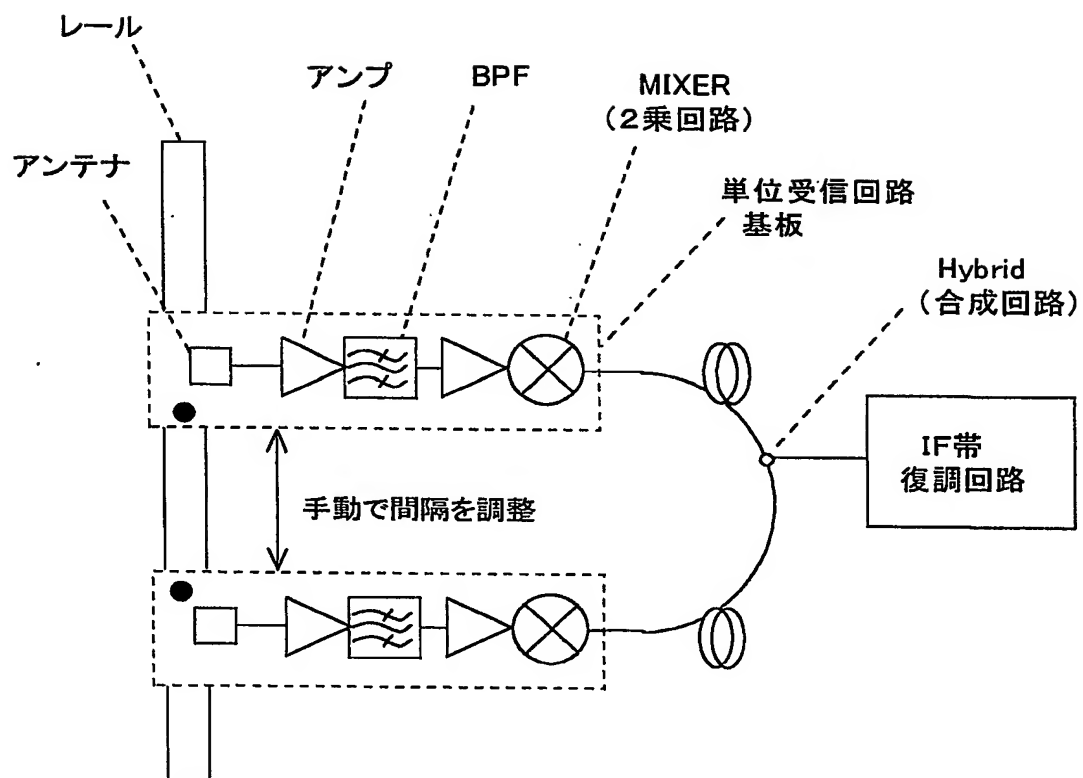


(B) 3次元状に配列した例

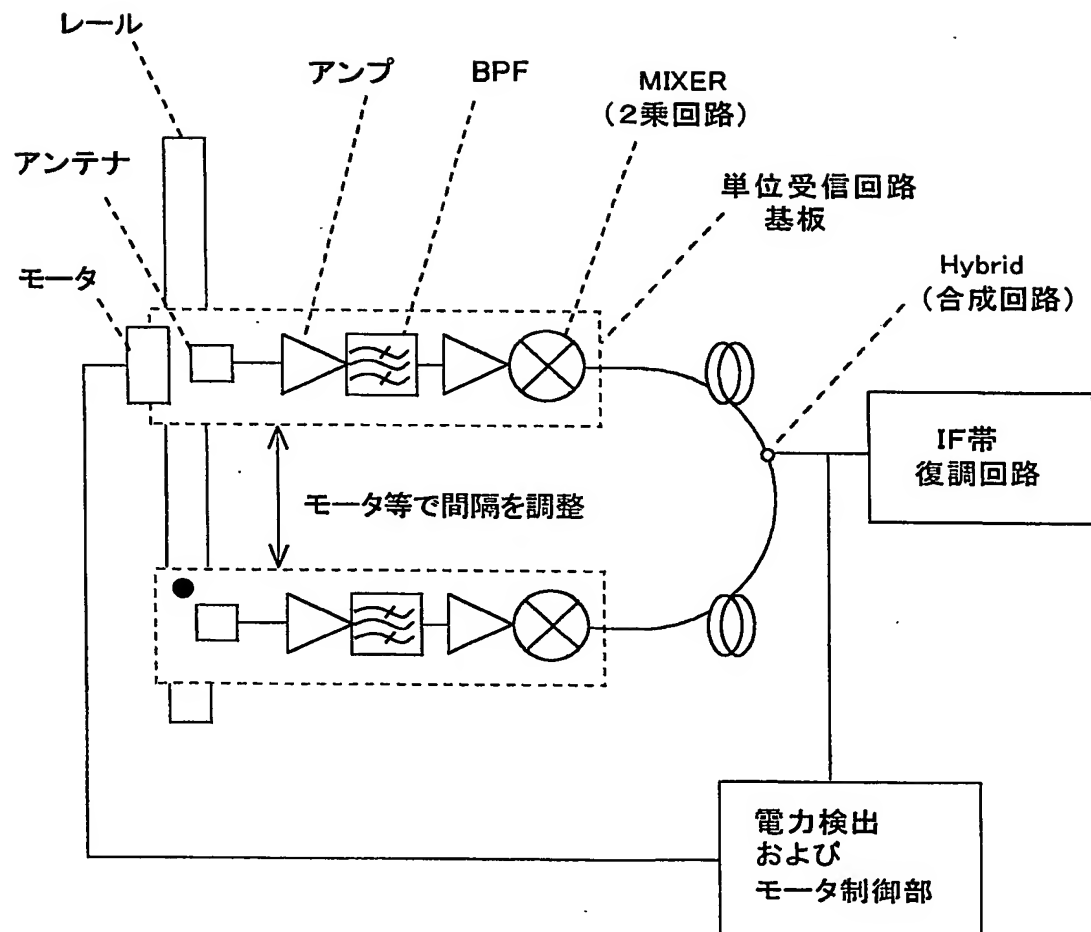
単位受信回路の
アンテナ



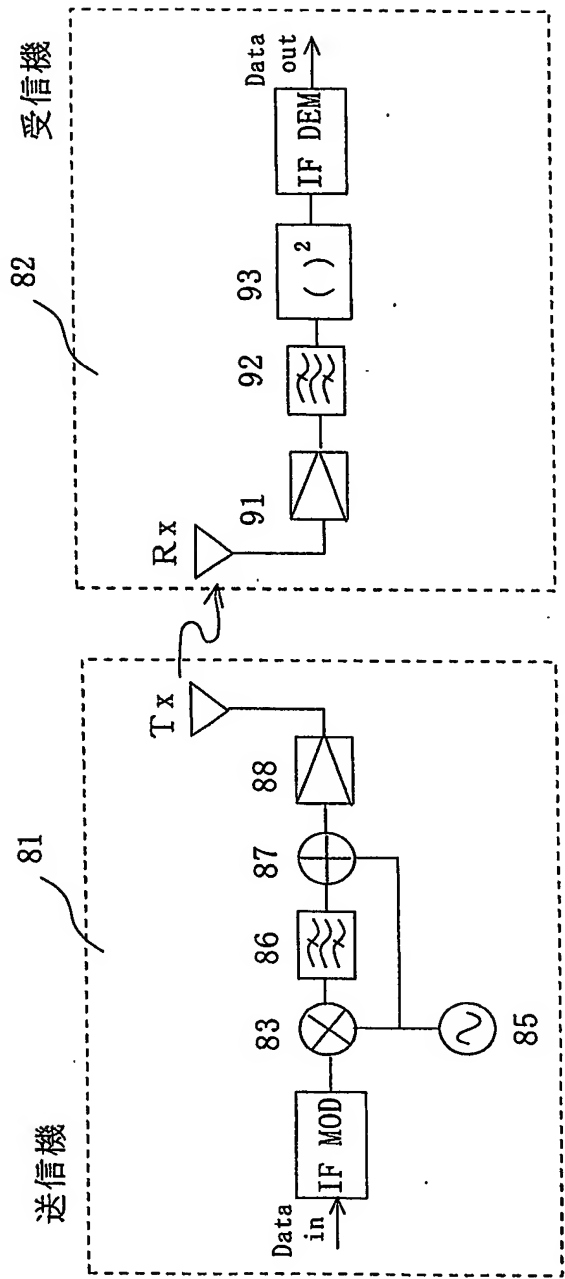
第7図



第8図



第 9 図
従来技術



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP03/09585

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁷ H04B7/08

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ H04B7/08, H01Q3/00-3/46, H01Q21/00-25/04

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2003
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2003	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2003

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X Y	JP 2003-179516 A (Communications Research Laboratory), 27 June, 2003 (27.06.03), Full text; Fig. 5 & US 2003/0109236 A1 & CA 2408893 A1	1, 6 2-5, 7-10
Y	JP 10-93335 A (The Boeing Co.), 10 April, 1998 (10.04.98), Full text & EP 0807990 A1 & CA 2204298 A & KR 97077824 A & US 6205224 A & CN 1169540 A	2, 7

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier document but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search
22 October, 2003 (22.10.03)

Date of mailing of the international search report
04 November, 2003 (04.11.03)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP03/09585

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 8-213824 A (Nippon Telegraph And Telephone Corp.), 20 August, 1996 (20.08.96), Par. Nos. [0011], [0014]; Fig. 1 (Family: none)	3, 8
Y	JP 11-186947 A (Uniden Corp.), 09 July, 1999 (09.07.99), Par. Nos. [0020] to [0026]; Figs. 1 to 3 (Family: none)	4, 9
Y	JP 2000-115044 A (Kabushiki Kaisha Kyocera DDI Mirai Tsushin Kenkyusho), 21 April, 2000 (21.04.00), Par. Nos. [0023] to [0025]; Fig. 1 (Family: none)	5, 10

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H04B 7/08

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H04B 7/08

H01Q 3/00- 3/46

H01Q 21/00-25/04

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1922-1996年

日本国公開実用新案公報 1971-2003年

日本国登録実用新案公報 1994-2003年

日本国実用新案登録公報 1996-2003年

国際調査で使用了電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X Y	JP 2003-179516 A (独立行政法人通信総合研究 所) 2003. 06. 27 全文, 第5図 & US 2003/0109236 A1 & CA 2408893 A1	1, 6 2-5, 7-10

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

22. 10. 03

国際調査報告の発送日

04.11.03

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

江口 能弘



5 J

3360

電話番号 03-3581-1101 内線 3534

C (続き) . 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP 10-93335 A (ザ・ボーイング・カンパニー) 1998. 04. 10 全文 & EP 0807990 A1 & CA 2204298 A & KR 97077824 A & US 6205224 A & CN 1169540 A	2, 7
Y	JP 8-213824 A (日本電信電話株式会社) 1996. 08. 20 [0011], [0014], 第1図 (ファミリーなし)	3, 8
Y	JP 11-186947 A (ユニデン株式会社) 1999. 07. 09 [0020] - [0026], 第1-3図 (ファミリーなし)	4, 9
Y	JP 2000-115044 A (株式会社京セラディードー アイ未来通信研究所) 2000. 04. 21 [0023] - [0025], 第1図 (ファミリーなし)	5, 10